

## ⑫ 公開特許公報(A) 平4-185130

⑬ Int. Cl.<sup>5</sup>

H 04 J 13/00  
H 04 B 7/08  
H 04 L 1/06

識別記号

A 7117-5K  
C 9199-5K  
9199-5K

庁内整理番号

⑭ 公開 平成4年(1992)7月2日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 スペクトラム拡散通信用ダイバーシチ受信装置

⑯ 特 願 平2-315556

⑰ 出 願 平2(1990)11月20日

⑱ 発 明 者 橋 本 武 志 東京都文京区白山5丁目35番2号 クラリオン株式会社内

⑲ 出 願 人 クラリオン株式会社 東京都文京区白山5丁目35番2号

⑳ 代 理 人 弁理士 永田 武三郎

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

スペクトラム拡散通信用ダイバーシチ受信装置

## 2. 特許請求の範囲

第1のアンテナと、

該第1のアンテナに対し空間的に離れた第2のアンテナと、

第2のアンテナからの信号を所定時間遅延せしめる遅延手段と、

上記第1のアンテナからの信号と上記遅延手段の出力を合成する合成手段と、から成ることを特徴とするスペクトラム拡散通信用ダイバーシチ受信装置。

## 3. 発明の詳細な説明

【産業上の利用分野】

本発明はスペクトラム通信用として好適なダイバーシチ受信装置に関する。

【発明の概要】

空間的に離れた2つのアンテナを有し、これらアンテナで受信されるSS信号の一方を遅延させて合成することにより、マルチパスの影響を低減させるダイバーシチ装置である。

【従来の技術】

スペクトラム拡散通信方式（以下SS通信方式と略す）は、通常の狭帯域通信方式（FM等）と比較してマルチパスフェージングに強い方式として知られている。しかし、直接波と反射波の遅延時間差がPN符号2チップ長以内の時は、必ずしもそうとはいえない。

この問題を明らかにするため、第5図に示すように、SS送信機1からSS受信機2に至る伝搬路において、直接経路と反射経路が存在し、SS受信機2は直接波と反射波を受信する場合について考える。ここで、直接波と反射波の信号レベルは等しく、SS受信機2における相関器としてコンボルバを用いたとする。

まず、SS受信機2において直接波を受信したとき、コンボルバにおいて、直接波の受信PN符

## 特開平4-185130(2)

号とその時間反転した参照PN符号との相関演算が行なわれ、第6図に示すような相関スパイクと呼ばれる相関出力が得られる。なお、パルス幅Tは、PN符号1チップ長となる。

次に、直接波に続いて、同レベルの反射波を受信した場合、直接波に対する反射波の遅延時間差がPN符号2チップ長以内の時は、直接波による相関スパイクと反射波による相関スパイクが干渉することになる。

例えば、直接波と反射波の遅延時間差がPN符号2チップ長以内で、それぞれの受信信号に対する相関器出力の相関スパイク中のキャリアの位相差が $180^\circ$ （逆相）の場合は、合成された相関スパイクは第7図で示すようにほとんど抑圧されるため、SS通信方式の特長であるプロセスゲインによるS/N改善効果が期待できなくなり、従って、データ復調性能も劣ってしまう。

なお、この問題は、相関器としてマッチドフィルタ等を使用しても同じことがいえる。

従来方式におけるこのような問題点に対する解

法として、狭帯域通信方式と同様に各種ダイバーシチ方式が考えられる。ダイバーシチ方式は、統計的に相関の小さい複数の受信信号を利用するもので、例えば、第8図に示すような選択ダイバーシチ方式がある。

この方式は、アンテナ3、4、フィルタ5、6、増幅器7、8、検波器9、10、包絡線比較器11、選択スイッチ12等からなるもので、アンテナ3と4の距離を空間的に $\lambda/3$ （ $\lambda$ :搬送波の波長）以上離すことにより、アンテナ3からのSS受信信号 $S_1(t)$ とアンテナ4からのSS受信信号 $S_2(t)$ がほぼ無相関になるということを利用して、以下第8図の各部の動作について述べる。

フィルタ5、6は $S_1(t)$ 及び $S_2(t)$ 以外の帯域の信号の除去を行ない、増幅器7、8は $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ の増幅を行なう。検波器9及び10は、 $S_1(t)$ 及び $S_2(t)$ の包絡線検波を行ない、包絡線比較器11は、検波器出力 $S_1(t)$ 及び $S_2(t)$ の包絡線（受信信号レベ

ルに相当する）の大小比較を行ない、選択スイッチ12は、包絡線比較器11からの比較情報より、受信信号レベルの大きなほうを選択してSS受信機2に出力する。これにより、受信されるSS信号のS/Nが改善され、データ復調性能の向上が期待できる。

#### [発明が解決しようとする課題]

しかし、この従来の選択ダイバーシチ方式は、検波器9、10、包絡線比較器11、選択スイッチ12等の数多い回路部品が必要で、装置の小型化、コストの面で不利となり、また、選択スイッチ12でのスイッチングノイズの発生がデータ復調性能に影響するという問題点があった。

#### [発明の目的]

本発明の目的は比較的簡単な構成で、マルチパスの影響を低減し、安定した送受信を可能とするためのダイバーシチ受信装置を提供するにある。

#### [課題を解決するための手段]

上記目的を達成するため、本発明のスペクトラム拡散通信用ダイバーシチ受信装置は、第1のアンテナと、該第1のアンテナに対し空間的に離れた第2のアンテナと、第2のアンテナからの信号を所定時間遅延せしめる遅延手段と、上記第1のアンテナからの信号と上記遅延手段の出力を合成する合成手段と、を備えたことを要旨とする。

[作用]

第2のアンテナの信号は第1のアンテナの信号とは無相関で、そのレベルは独立であり、従って合成出力に匹敵するSS受信機の相関スパイクがマルチパスにより抑圧されることがなくなる。

#### [実施例]

以下本発明の実施例を図面を参照して説明する。第1図は本発明によるSS通信用ダイバーシチ装置の一実施例を示す。この装置は、アンテナ13、14、フィルタ15、16、増幅器17、18、遅延器19、合成器20等からなる。

次に上記実施例の動作の説明を行なう。

アンテナ13と14の距離を空間的に $\lambda/3$ 以上離し、アンテナ13側からのSS受信信号 $S_1(t)$ とアンテナ14側からのSS受信信号 $S_2(t)$

( $t$ ) がほぼ無相間になるようにする。フィルタ 15、16 は  $S_r(t)$  及び  $S_r(t)$  以外の帯域の信号の除去を行ない、増幅器 17、18 は  $S_r(t)$ 、 $S_r(t)$  の増幅を行なう。遅延器 19 は、増幅器 18 の出力  $S_r(t)$  に対し遅延を行ない、遅延時間  $\tau$  は、 $\tau \geq \text{PN 符号 2 チップ長}$  でかつ、直接波に対し、影響力のある反射波の最大の遅延時間が  $\tau_a$  とすると、 $\tau \geq 2\tau_a$  の遅延時間を設定する。合成器 20 は、増幅器 17 の出力  $S_r(t)$  と遅延器 19 の出力  $S_r(t - \tau)$  の合成を行なう。合成された  $SS$  受信信号は、 $SS$  受信機 2 において、周知のように増幅及び周波数変換等を行なった後、コンボルバにおいて、時間反転した参照  $PN$  符号とその相関演算が行なわれる。なお、遅延器 19 により遅延をかけるのは、合成器 20 により、合成されるアンテナ 13 側で受信される  $SS$  信号とアンテナ 14 側で受信される  $SS$  信号を、相関器により相関スパイクとして時間領域で分離を行ない、アンテナ 13 側とアンテナ 14 側の  $SS$  受信信号の干渉を除去するためである。

なお、上記はアンテナが 2 つの場合について述べたが、アンテナの数を複数にしてさらにデータ復調能力を向上させる場合には、第 4 図のようにそれぞれにおいて、時間領域で相関スパイクとして分離できるような遅延時間の異なる ( $\tau_1, \dots, \tau_n$ ) 遅延器  $d_1 \sim d_n$  を用意し、その出力を合成させればよい。第 4 図において、 $a_1 \sim a_n$  はアンテナ、 $b_1 \sim b_n$  はフィルタ、 $c_1 \sim c_n$  は増幅器、 $e$  は合成器である。

#### 〔発明の効果〕

以上説明したように本発明の装置は従来例と比較して簡易な構成で実現でき、回路部品を少なくすることができるので、装置の小型化、コストの低減が図れる。またアンテナ出力の合成を行なっているので、切換スイッチによるスイッチングノイズの発生をなくすることができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の一実施例を示すブロック図、第 2 図及び第 3 図は上記実施例の動作説明図、第 4 図は本発明の他の実施例を示すブロック図、第

5 図は

ここで、アンテナ 13 側で受信される  $SS$  信号において、直接波と反射波の遅延時間差が  $PN$  符号 2 チップ長以内で、それぞれの受信信号に対する相関器出力の相関スパイク中のキャリアの位相差が  $180^\circ$  (逆相) の場合は、従来例でも述べたように、合成された相関スパイクは第 7 図で示すようにほとんど抑圧される。ところが、アンテナ 14 側において受信される  $SS$  信号は、アンテナ 13 側とは無相間であるので、独立な受信信号レベルとなる。例えば、上記、相関スパイク中のキャリアの位相差において  $0^\circ$  (同相) となれば、合成された相関スパイクは第 2 図で示すようにほとんど抑圧はされない。

本装置は、このような状態において、アンテナ 14 側において受信される  $SS$  信号に遅延をかけて合成することにより、第 3 図に示すように、相関スパイクがマルチパスにより抑圧されることをなくし、受信する  $SS$  信号の  $S/N$  改善を行ない、データ復調性能の向上を図っている。

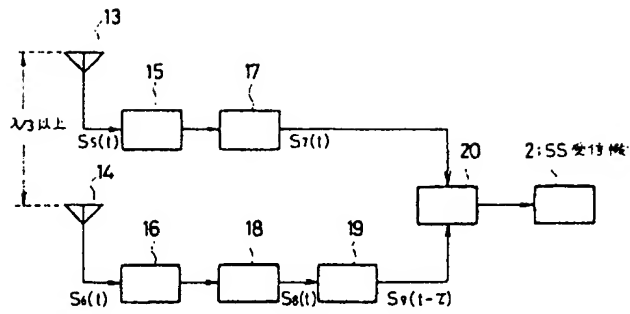
5 図乃至第 7 図は従来方式の説明図、第 8 図は他の従来方式のブロック図である。

2 ……  $SS$  受信機、13、14 …… アンテナ、15、16 …… フィルタ、17、18 …… 増幅器、19 …… 遅延器、20 …… 合成器。

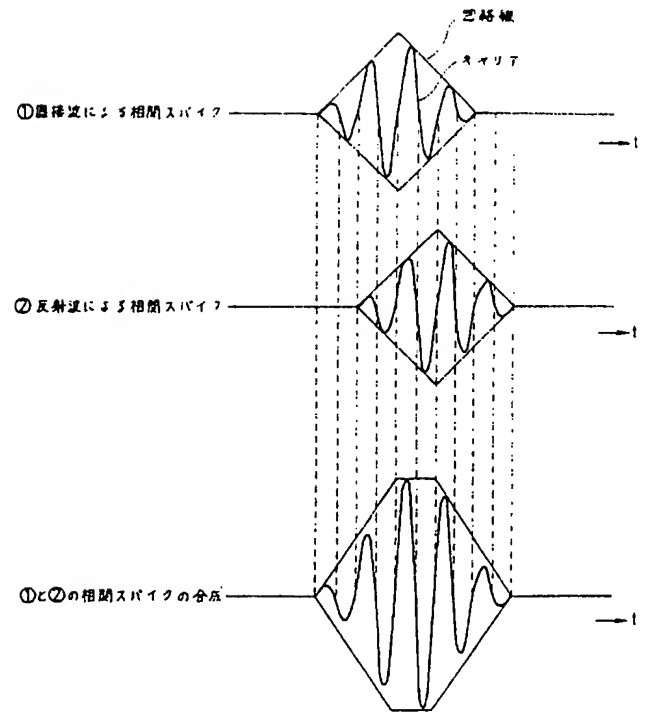
特許出願人 クラリオン株式会社

代理人 弁理士 永田 武三郎

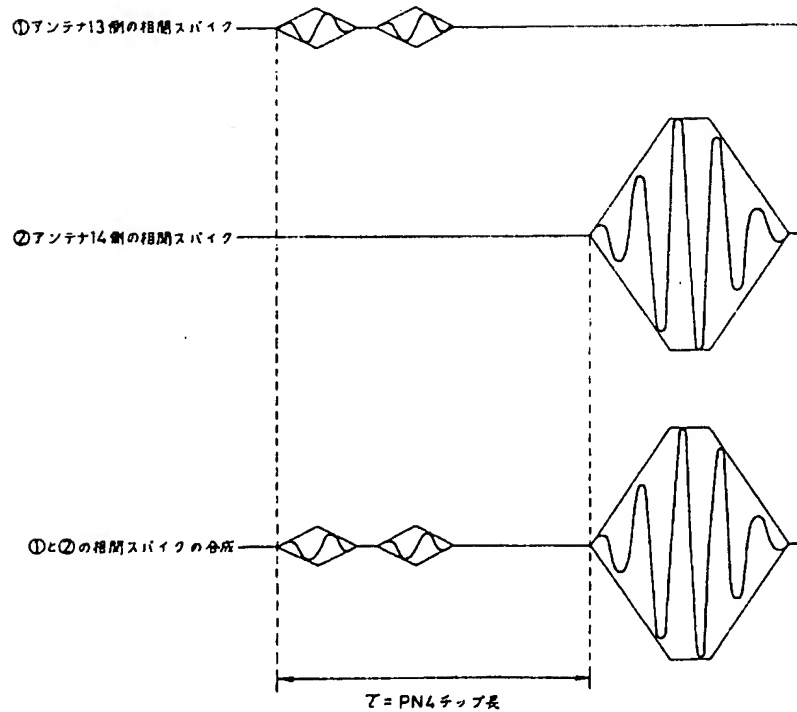
第 1 図



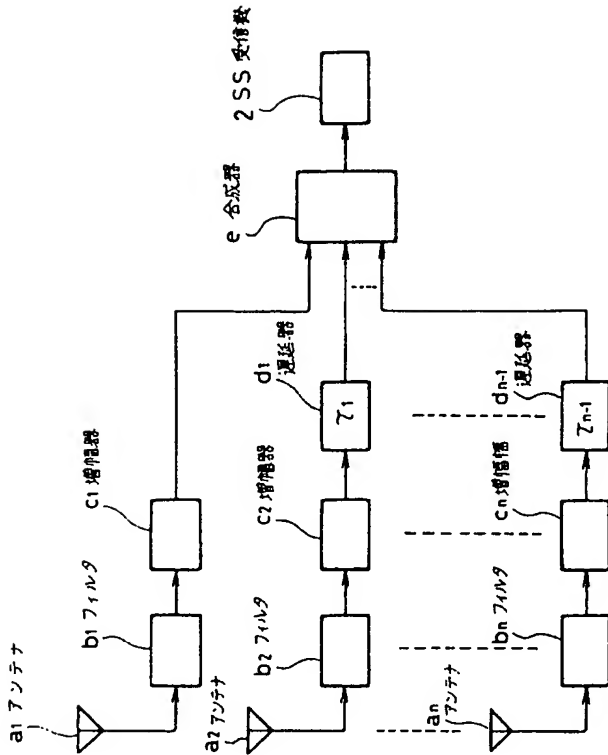
第 2 図



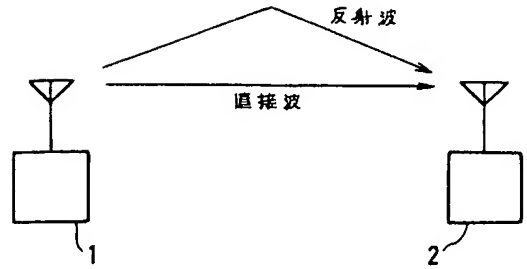
第 3 図



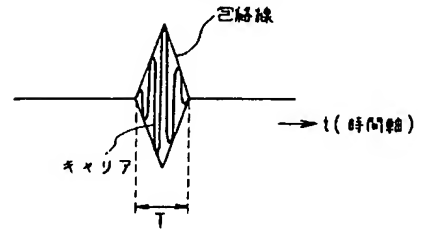
第4図



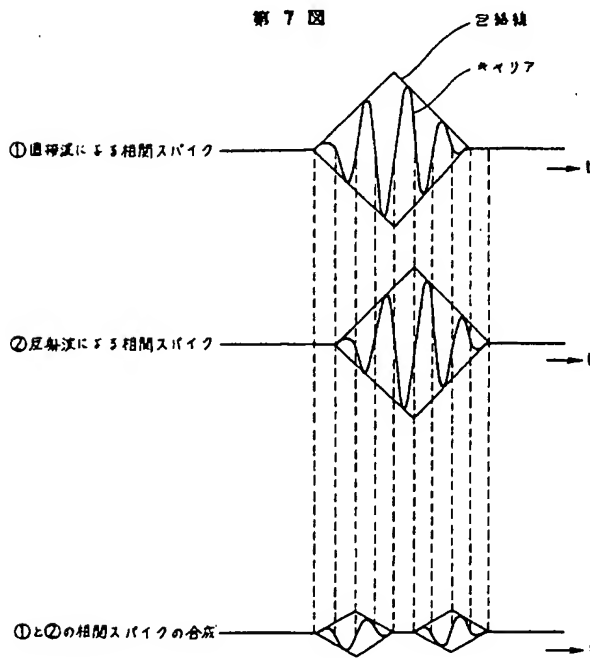
第5図



第6図



第7図



第8図

